



# Optimisation Globale d'une Cellule de Commutation SiC : Dimensionnement CEM et Thermique

Mylène Delhommais, Gnimdu Dadanema, Yvan Avenas, Jean-Luc Schanen,  
Francois Costa, Christian Vollaire

## ► To cite this version:

Mylène Delhommais, Gnimdu Dadanema, Yvan Avenas, Jean-Luc Schanen, Francois Costa, et al..  
Optimisation Globale d'une Cellule de Commutation SiC : Dimensionnement CEM et Thermique.  
Symposium de Génie Electrique (SGE'16), Jun 2016, Grenoble, France. hal-01361564

**HAL Id: hal-01361564**

**<https://hal.science/hal-01361564>**

Submitted on 7 Sep 2016

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

<sup>(1)</sup> G2ELab, Bâtiment GreEn-ER, 21 avenue des martyrs, CS 90624, 38031 Grenoble Cedex 1  
<sup>(2)</sup> SATIE, 61 Avenue du Président Wilson, 94235 Cachan & UPEC, 8 place du 8 Mai 1945, 93203 Saint-Denis  
<sup>(3)</sup> AMPERE, 36 avenue Guy de Collongue, 69134 Ecully cedex

La commutation du MOSFET Cree CMF20120D [2] est modélisée au moyen de formes d'ondes détaillées sur la Fig.2 dont les paramètres sont obtenus dans [4]. Cette modélisation prend en compte les éléments parasites intrinsèques du boîtier du MOSFET comme les inductances de drain et de source ( $L_d$ ,  $L_s$ ), et la résistance de grille ( $R_g$ ).

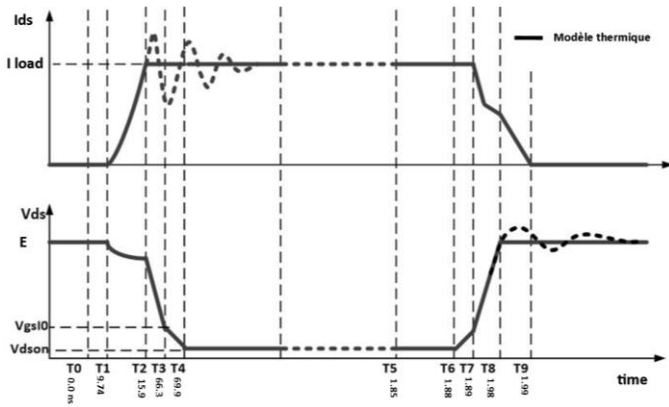


Fig.2 Formes d'ondes du MOSFET modélisées analytiquement issu de [4]

Les capacités internes du MOSFET ( $C_{iss}$ ,  $C_{oss}$  et  $C_{rss}$ ) ne sont pas modélisées continuellement en fonction de la tension drain-source car cela alourdirait le modèle. Cependant, deux valeurs différentes de capacités ont été prises pour  $C_{iss}$ ,  $C_{oss}$  et  $C_{rss}$  : l'une à  $V_{DS}$  égale à la tension d'entrée et l'autre comme étant la valeur moyenne de la capacité lorsque  $V_{ds}$  est proche de zéro.

Ces formes d'ondes permettent d'obtenir non seulement les pertes du MOSFET mais également les sources équivalentes pour la CEM. Ce modèle a été validé expérimentalement avec le MOSFET SiC CMF20120D [2] utilisé. La Fig.3 est une photographie du dispositif connecté aux bornes du RSIL. Les filtres ne sont pas insérés. La Fig.4 présente un exemple de résultat expérimental confronté au modèle fréquentiel réalisées avec une fréquence de découpage de 150 kHz et au point de fonctionnement 150 V et 1,72 A.

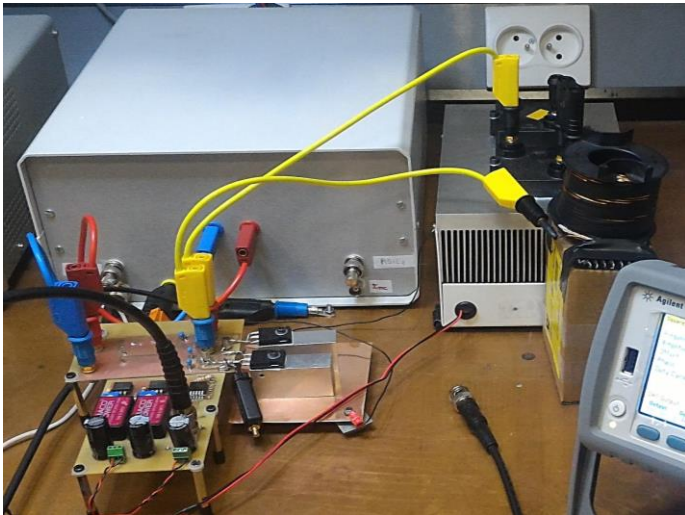


Fig.3 Photographie de la mesure CEM

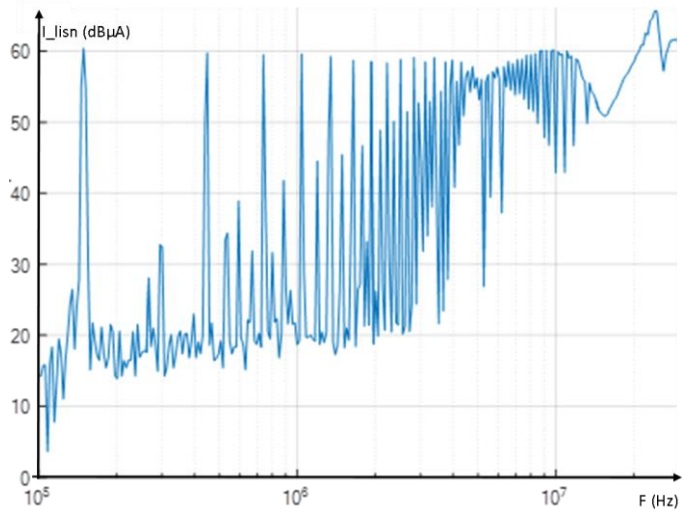


Fig.4 Spectre du courant de mode commun mesuré sur le RSIL

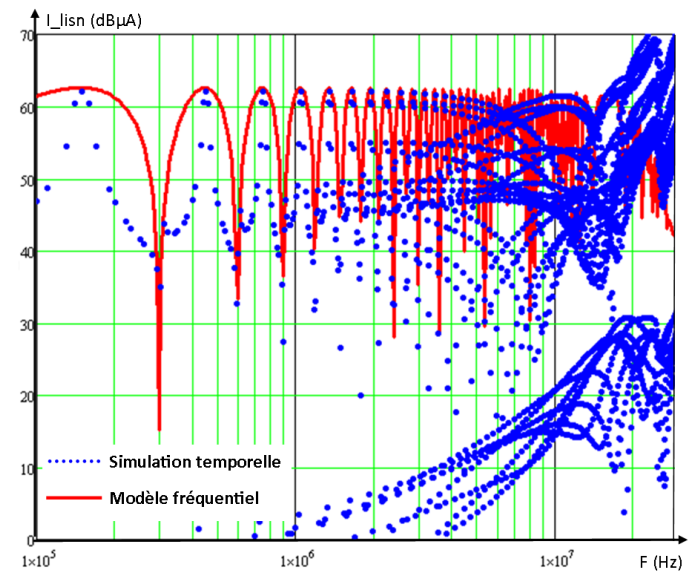


Fig.5 Spectre du courant de mode commun dans le RSIL obtenu par simulation temporelle et par le modèle fréquentiel

Les spectres des courants de mode commun donnés par les modèles fréquentiels, temporels et les mesures (Fig.4 et Fig.5), montrent de faibles différences (quelques dBμA). Le modèle fréquentiel est ainsi validé.

## 2.2. Modèle thermique

Le modèle thermique du système de refroidissement utilisé dans le cas présent provient de [5] qui propose une méthode d'optimisation d'un dissipateur à ailettes droites utilisé en convection forcée (Fig.7). La principale différence entre cette référence et le travail proposé dans cet article réside dans le fait qu'ici deux ventilateurs ont été présélectionnés (9GA0412P6G001 [6] et MC19660 [7]). En effet, dans le but d'utiliser un algorithme d'optimisation basé sur le calcul du gradient, les paramètres de conception discrets sont fixés (comme le choix du ventilateur) ou transformés en paramètres continus (comme le nombre d'ailettes du refroidisseur).

Les courbes caractéristiques des ventilateurs (pertes de charge/débit volumique) ont été approchées par un polynôme d'ordre 4 comme illustré avec le ventilateur 9GA0412P6G001 en Fig.6.

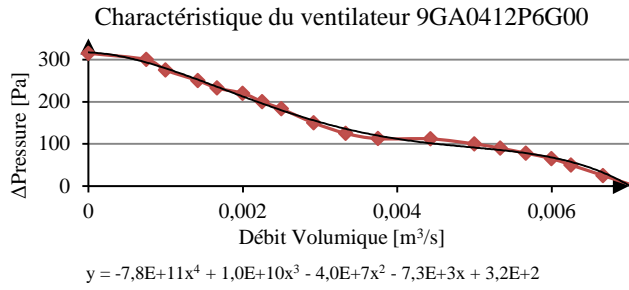


Fig.6 Courbe caractéristique du ventilateur 9GA0412P6G001

Dans le dissipateur (Fig.7), les pertes de charge augmentent avec le débit. Ces dernières évoluent également en fonction de sa géométrie (par exemple le nombre et la hauteur des ailettes, l'espacement entre elles et la longueur des canaux) qui est un paramètre de conception du système. Le point de fonctionnement du couple radiateur/ventilateur est le point où se croisent les deux caractéristiques [5]. La géométrie du radiateur étant un paramètre de conception, le point de fonctionnement pertes de charge/débit volumique du refroidisseur évolue au cours du processus d'optimisation.

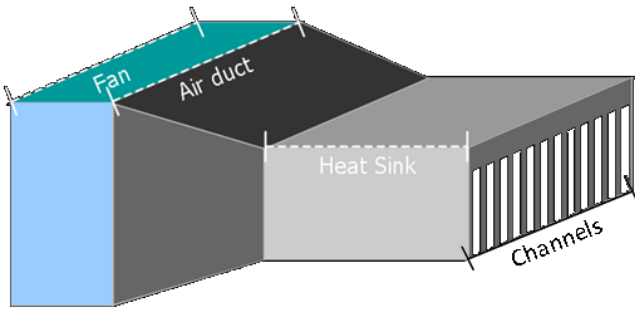


Fig.7 Illustration de la géométrie du dissipateur utilisé (issue de [5])

Ce modèle thermique possède quelques limitations structurelles pour rester valide, notamment le fait que le dissipateur ne doit pas être plus haut ou plus large que le ventilateur, que l'épaisseur de la surface de contact avec les composants doit être d'au moins 5 mm et l'épaisseur des ailettes suffisamment grande (problèmes de diffusion de la chaleur et d'usinage). Ces contraintes sont prises en compte durant l'optimisation.

### 2.3. Modèles des éléments passifs de la cellule de commutation

Dans un hacheur série, la masse du condensateur d'entrée  $C_{in}$  et du filtre basse fréquence  $L_{out}$ - $C_{out}$  (qui limitent les ondulations de tension d'entrée et de sortie (1)) ne sont pas négligeables et influencent fortement le dimensionnement du convertisseur [8].

$$\Delta V_{out} = \frac{E \cdot d \cdot (1-d)}{8 \cdot L_{out} \cdot C_{out} \cdot f s^2} \quad (1)$$

Posséder un modèle analytique de ces éléments passifs  $L_{out}$  et  $C_{out}$  prenant en compte les critères de dimensionnement (courant efficace maximal admissible, saturations, etc.), et la masse des composants est donc indispensable. Qui plus est, les inductances parasites de  $C_{in}$  et  $C_{out}$  ont été prises en compte.

Dans l'objectif de posséder un modèle analytique dérivable représentatif des condensateurs commerciaux, leurs valeurs sont modélisées à partir des données constructeurs approximées par des polynômes : Fig.8. Trois courbes sont donc disponibles et paramétrées en fonction de la valeur du condensateur  $C$  : courant efficace maximal, inductance parasite et masse. Ces

courbes sont disponibles pour plusieurs technologies de condensateurs.

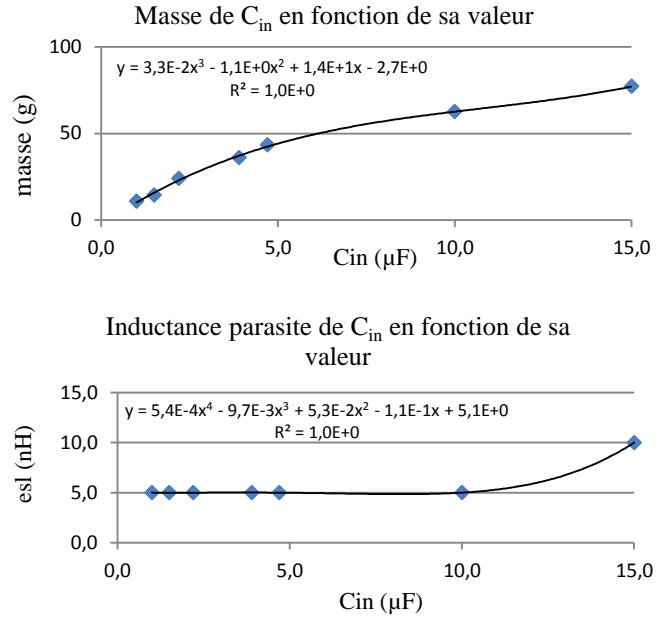


Fig.8 Modélisation des condensateurs par interpolation

Le dimensionnement des inductances (pour  $L_{out}$ ) sera abordé au paragraphe suivant.

### 2.4. Modèle du filtre CEM

Les filtres CEM de mode commun (MC) et mode différentiel (MD) sont composés de condensateurs (céramiques) et d'inductances (toroïdales).

Le filtre de mode commun est donc constitué de deux condensateurs céramiques  $C_y$  et d'une inductance couplée  $L_{MC}$  (Fig.1). A partir des propriétés magnétiques du noyau de  $L_{MC}$  de perméabilité initiale 5000 [9] et de sa géométrie, c'est-à-dire la taille du noyau magnétique (il y a homothétie entre la hauteur et les diamètres extérieur et intérieur) et du nombre de spires, la valeur de son inductance de mode commun est déterminée ainsi que les fuites et bien sûr sa masse. Dans ce modèle la variation de perméabilité en fonction du champ magnétique a été prise en compte (extrapolation de la courbe donnée par le constructeur [9]).

Les condensateurs céramiques  $C_y$  et  $C_x$  ont été modélisés grâce aux documents constructeurs, c'est-à-dire qu'à partir de leur volume (en prenant le meilleur des cas) et de la densité volumique de la céramique, leur masse a été estimée (cf. paragraphe précédent). Celle-ci est très faible devant la masse des inductances. Enfin, la valeur des éléments parasites de ces condensateurs a été considérée négligeable pour une étude fréquentielle ne dépassant pas 30 MHz. La valeur des condensateurs  $C_y$  est limitée à 28 nF pour des raisons de sécurité (courants de fuite à 50 Hz). Cette valeur est tirée de la norme EN 501178 (Annexe A.5.2.8.2 table A1) est très faible : il en résulte que la valeur de l'inductance de mode commun nécessaire au filtrage sera grande pour obtenir la fréquence de coupure du filtre de mode commun requise.

Les inductances du filtre de mode différentiel ne sont pas couplées puisque cela compliquerait le modèle sans pour autant obtenir un gain de masse [10]. Ces inductances de mode différentiel sont aussi décrites géométriquement et leur noyau magnétique (matériau high flux) dont la variation de perméabilité en fonction du champ magnétique a été prise en



compte) est issu du constructeur [11]. A partir de cette description, la valeur de  $L_{MD}$  est déterminée.

Ces valeurs de composants de filtrage CEM ainsi que celles des éléments passifs sont ensuite utilisées dans le modèle fréquentiel de la cellule de commutation. L'ensemble permet d'obtenir le spectre des courants dans le RSIL en  $\text{dB}\mu\text{A}$  [12] et [13], ce spectre est lui-même contraint par la norme DO 160F.

### 3. MODELISATION DU SYSTEME

Enfin, après avoir modélisé chaque élément du système, il faut les assembler de manière cohérente. La Fig.9 présente le modèle d'optimisation du système.

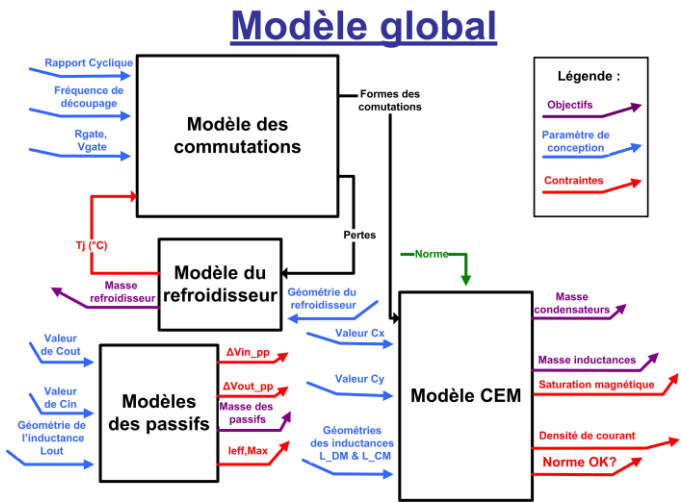


Fig.9 Schéma du modèle du système global à optimiser

Il est à noter, que dans le système global, il faut résoudre une boucle implicite due au fait que la température du MOSFET influe légèrement sur ses pertes qui influent elles-mêmes sur sa température. Cette boucle implicite est directement résolue par l'algorithme SQP au cours de l'optimisation. En effet, il est imposé à l'algorithme d'optimisation de déterminer une solution dont la température qui est en entrée du modèle de commutation soit égale à la température de sortie du modèle de refroidissement. Puisque l'algorithme SQP bénéficie de l'intégralité des dérivées partielles du modèle [14], cela n'ajoute pas une grande difficulté au problème d'optimisation.

### 4. RÉSULTATS D'OPTIMISATION

#### 4.1. Optimisation du système de refroidissement seul

Dans un premier temps, seuls les paramètres thermiques sont pris en compte dans le processus de dimensionnement dont l'objectif est de minimiser la masse du refroidisseur uniquement. Ici, le sous-système thermique (cellule de commutation et refroidisseur) est optimisé avec les paramètres de conception : résistance de grille  $R_g$ , tension grille-source  $V_{gs}$ , et la géométrie du radiateur. L'optimisation réalisée ici est une optimisation paramétrée en fonction de la fréquence de découpage : une série d'optimisation est réalisée pour différentes valeurs de fréquence de découpage. Le schéma du modèle système thermique est donné sur la Fig.10:

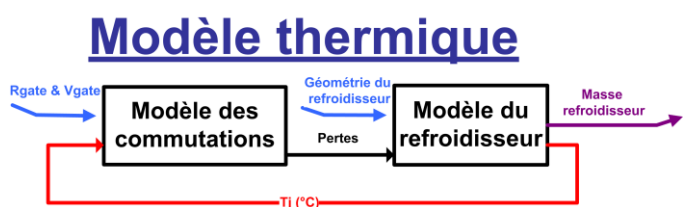


Fig.10 Modélisation du système thermique à optimiser

La Fig.11 est le résultat d'une optimisation paramétrée en fonction de la fréquence de découpage du sous-système thermique représentant les 50 solutions optimales (masse minimale) pour chacune des 50 valeurs de la fréquence de commutation discrétisée. Jusqu'à 90 kHz, la température des semi-conducteurs n'est pas le critère limitant la masse du refroidisseur : cette masse est définie par les dimensions minimales imposées au radiateur. A partir de 90 kHz cependant, l'augmentation des pertes dans les semi-conducteurs implique que leur température devient dimensionnante : l'algorithme d'optimisation doit alors déterminer les paramètres géométriques du refroidisseur pour que la température de jonction du MOSFET reste inférieure ou égale à sa limite maximale. Evidemment, lorsque la fréquence de découpage augmente, la masse du système de refroidissement augmente puisque les pertes augmentent (linéairement). L'augmentation rapide de la masse est due à une diminution de l'efficacité des ailettes quand leur hauteur augmente. Ceci est illustré par la décroissance exponentielle de la résistance thermique du refroidisseur : cette décroissance est moins rapide à partir de 150 kHz.

La rupture de la courbe de masse de la Fig.11 à la fréquence de découpage 204 kHz correspond au changement de type de ventilateur : le ventilateur le plus efficace (utilisé à partir de 204 kHz) est bien plus lourd.

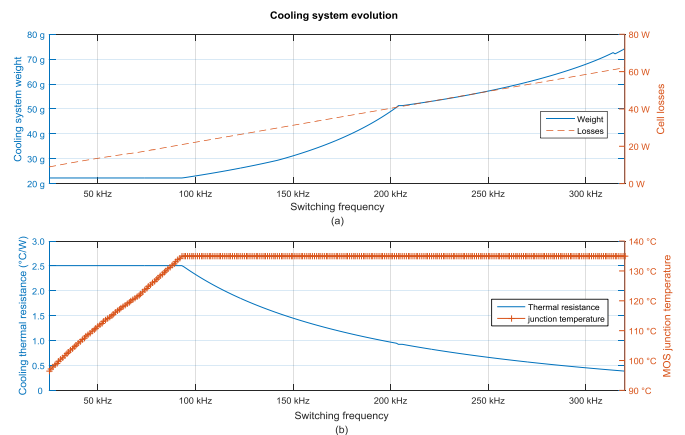


Fig.11 Optimisation paramétrée en fonction de la fréquence de découpage du sous-système thermique. (a) Evolution de la masse du refroidisseur en bleu et des pertes des semi-conducteurs en rouge. (b) Evolution de la résistance thermique refroidisseur-air en bleu et de la température de jonction du MOSFET en rouge.

#### 4.2. Éléments passifs de filtrage basse fréquence

Les éléments passifs d'un convertisseur sont très loin d'être négligeables dans le processus de dimensionnement. Pour réduire leurs tailles, la fréquence de découpage de la cellule de commutation doit augmenter. Il y a donc un compromis à chercher entre l'augmentation de la masse (et du volume) du refroidisseur et celle des éléments passifs.

Dans cette partie, les modèles des inductances et condensateurs de filtrage basse fréquence ( $L_{out}$ - $C_{out}$  et  $C_{in}$ ) sont ajoutés au modèle thermique pour une optimisation paramétrée

en fonction de la fréquence de découpage. Lors de cette optimisation paramétrée, le refroidisseur est lui aussi optimisé et son évolution est identique à celle présentée Fig.11. Cela n'a pas d'influence sur le résultat d'optimisation des éléments passifs puisque, à fréquence de découpage donnée, le refroidisseur n'a pas d'influence sur les ondulations de tension et donc sur le dimensionnement des éléments passifs.

Les résultats sont donnés sur la Fig. 12.

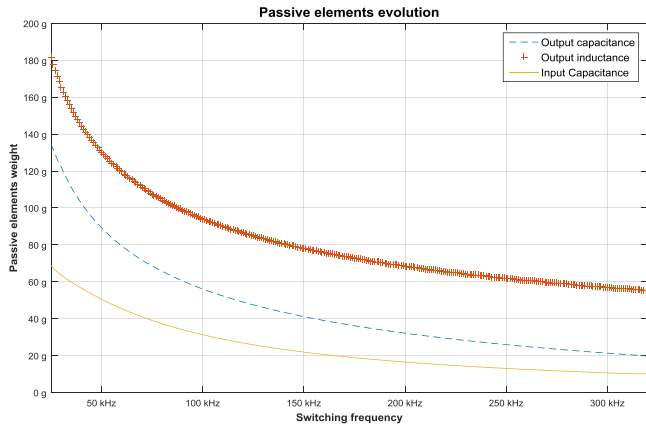


Fig. 12 : Optimisation paramétrée des éléments passifs de la cellule de commutation en fonction de la fréquence de découpage

Du fait du choix technologique des condensateurs et inductances non judicieux (technologie défavorable sur le plan massique et  $C_{out}$  acceptant peu de courant efficace) et de la contrainte très sévère imposée sur les ondulations des tensions d'entrée/sortie (1%), la masse des composants passifs prend une part importante de la masse globale du système refroidisseur/passifs.

#### 4.3. Sur l'ensemble cellule de commutation-filtre CEM

Par la suite une optimisation CEM a été réalisée avec le modèle système suivant :

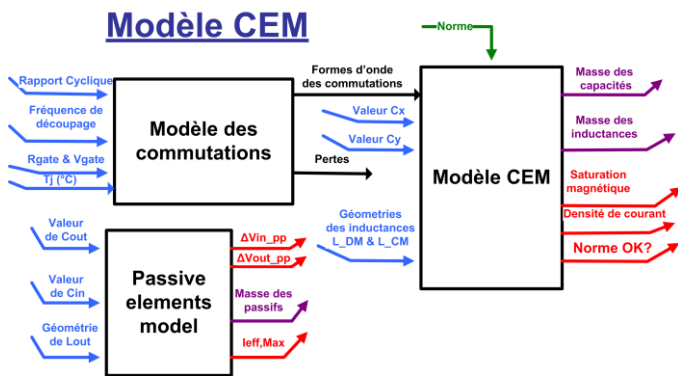


Fig. 13 : Modèle d'optimisation du système CEM

A présent, l'aspect thermique du système n'est pas pris en compte contrairement aux éléments passifs. Le dimensionnement par optimisation du filtre CEM et des passifs a pour objectif évidemment d'en minimiser la masse.

Le modèle fonctionne ainsi : à partir de la géométrie des inductances et de la valeur des condensateurs choisies par l'algorithme d'optimisation, le modèle fréquentiel de la cellule renvoie le spectre des courants dans le RSIL et vérifie s'il respecte ou non la norme DO 160F.

Le résultat d'une optimisation paramétrée en fonction de la fréquence de découpage est présenté sur la Fig. 14 :

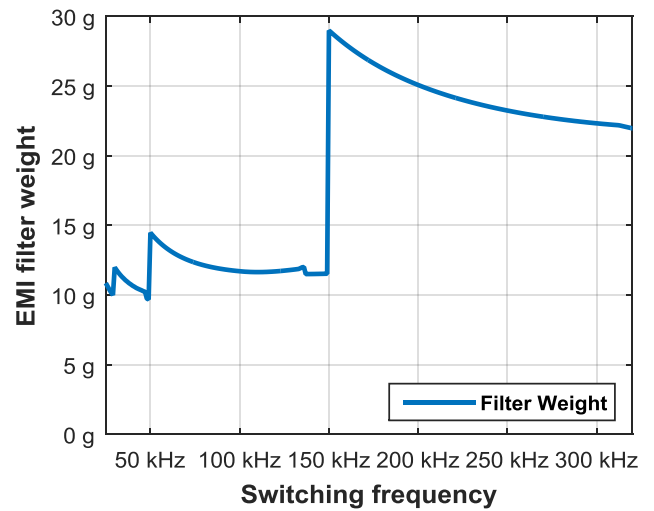


Fig. 14 : Optimisation paramétrée du système CEM

Bien que le filtre CEM soit composé d'éléments passifs, la masse du filtre CEM ne varie pas selon une tendance précise mais subit des « sauts ». Cela est dû au fait que la norme DO 160F n'est définie qu'à partir de 150 kHz : lorsque la fréquence de découpage est inférieure à 150 kHz, les premiers harmoniques (portant la majorité de la densité énergétique) ne sont pas concernés par le gabarit de la norme.

Cela est d'autant plus observable avec la Fig. 15 où le spectre du courant dans le RSIL calculé à une fréquence de découpage de 40 kHz possède une composante harmonique importante juste avant le début de la DO 160F. A l'opposé, pour une fréquence de découpage de 150 kHz, le premier harmonique est directement concerné par la norme produisant un accroissement significatif de la masse du filtre CEM.

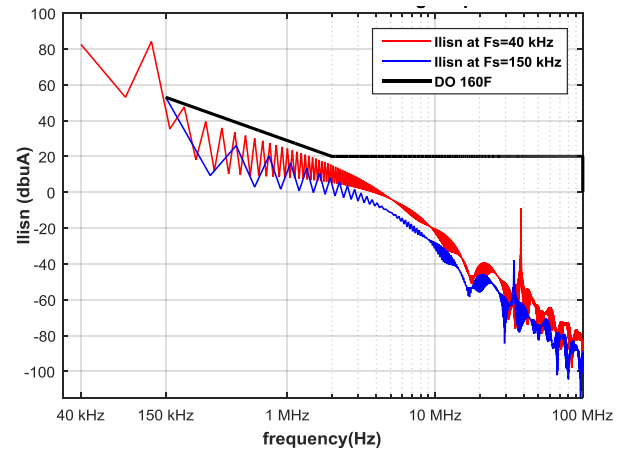


Fig. 15 : Spectres des courants dans le RSIL pour deux solutions d'optimisation : l'une à fréquence de découpage à 40 kHz et l'autre à 150 kHz

#### 4.4. Système global

Après avoir réalisé des optimisations paramétrées par la fréquence de découpage des différents sous-ensembles et observé les phénomènes particuliers à chacun, une optimisation globale avec la fréquence de découpage comme variable d'entrée a été effectuée. La fonction objectif étant toujours de minimiser la masse globale.

Le résultat est donné dans la Table 1.

Table 1 : Solution de l'optimisation globale

Resultats d'Optimisation : masse globale : 185 g – pertes : 56 W			
Fréquence de découpage optimale		270 kHz	
Refroidisseur		64 g	35%
C <sub>in</sub>	1.16 $\mu$ F	12 g	53%
C <sub>out</sub>	155 $\mu$ F	24 g	
L <sub>out</sub>	290 $\mu$ H	60 g	
L <sub>DM</sub>	-- $\mu$ H	0g (fuites de L <sub>MC</sub> )	12%
C <sub>x</sub>	1.14 $\mu$ F	10 g	
L <sub>CM</sub>	1 mH L <sub>fuite</sub> = 40 $\mu$ H	11 g	
C <sub>y</sub>	9.1 nF	2*1,15 g	

Ce résultat d'optimisation confirme les observations précédentes : la masse des éléments passifs étant prépondérante, la fréquence de découpage est relativement élevée pour en minimiser la masse.

Afin d'observer l'influence de la fréquence de découpage sur la masse globale du système, une nouvelle optimisation paramétrée par la fréquence de découpage a été réalisée. Les résultats sont donnés sur la Fig. 16.

L'influence de la norme apparaît clairement sur la masse des filtres CEM et l'importance de sélectionner le bon ventilateur pour le système de refroidissement. Augmenter la fréquence de découpage infiniment ne réduit pas la masse du système à zéro : invariablement, les pertes engendrées dans les semi-conducteurs accroissent la masse du refroidisseur plus fortement que celle des passifs et du filtre CEM. De plus, une autre conception est proche du point optimal : celle dont la fréquence de découpage est de 140 KHz. Pour quelques grammes en plus, la solution à 140 kHz aura le mérite d'être plus simple à mettre en œuvre (conception du driver, électronique de commande, routage, etc.) et surtout de présenter moins de pertes.

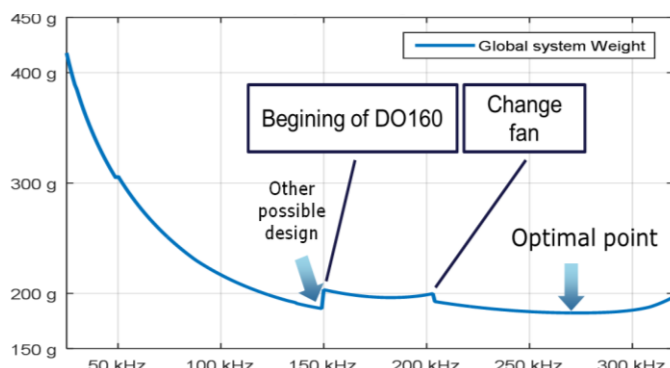


Fig. 16 : Optimisation paramétrée du système global

La solution à 140 kHz est présentée dans la Table 2. Encore une fois, l'inductance de mode différentiel n'a plus raison d'être puisque les fuites de l'inductance de mode commun sont suffisantes. Le choix technologique des éléments passifs du hacheur Buck est sans nul doute discutable : s'il a le mérite de présenter la méthode de dimensionnement par optimisation globale d'un convertisseur, ce n'est clairement pas le choix à faire dans le cas réel d'un convertisseur pour l'aéronautique.

Table 2 : Solution de l'optimisation globale

Resultats d'Optimisation : masse globale : 190 g – pertes : 31 W			
Fréquence de découpage sub-optimale		140 kHz	
Refroidisseur		31 g	16%
C <sub>in</sub>	2.23 $\mu$ F	23 g	77%
C <sub>out</sub>	286 $\mu$ F	43 g	
L <sub>out</sub>	407 $\mu$ H	80 g	
L <sub>DM</sub>	-- $\mu$ H	0g (fuites de L <sub>MC</sub> )	7%
C <sub>x</sub>	313nF	4,4 g	
L <sub>CM</sub>	353 $\mu$ H L <sub>leakage</sub> = 14.5 $\mu$ H	4,7 g	
C <sub>y</sub>	9.6 nF	2*1,2 g	

## 5. CONCLUSION

La méthodologie présentée ici permet d'optimiser un convertisseur dans son ensemble prenant en compte tous les éléments essentiels à son bon fonctionnement et à son intégration dans l'environnement d'utilisation : le refroidissement, la limitation des perturbations CEM et des ondulations de tension, la minimisation de la masse.

Cette méthode de dimensionnement par optimisation permet au concepteur de déterminer dès les premières phases de conception quels sont les choix importants à faire. Cette routine d'optimisation peut être exécutée plusieurs fois en changeant les modèles de certains éléments du système : par exemple en effectuant un changement de technologie comme utiliser une cellule de commutation en Silicium au lieu du Carbure de Silicium. Ceci afin de définir les meilleurs choix technologiques en étant certain d'avoir pris en compte tous les éléments importants du convertisseur statique.

Si la méthodologie globale est bien validée, il restera à valider les modèles par rapport à des mesures. La formule de Nave notamment, qui évalue les fuites de l'inductance de mode différentiel, semble être un peu trop « optimiste ». Cela conduit à ne pas avoir besoin d'inductance de mode différentiel, ce qui devrait être vérifié.

La limite fréquentielle de la modélisation CEM est également affectée par la non prise en compte des comportements capacitifs des éléments bobinés.

## 6. REMERCIEMENTS

Nous remercions le programme GENOME de CORAC ainsi que SAFRAN Labinal Power System pour nous avoir permis de réaliser ces travaux ainsi que pour leurs supports.

## 7. REFERENCES

- [1] "RTCA," [En ligne]. Available: [http://www.rtca.org/store\\_product.asp?prodid=1216](http://www.rtca.org/store_product.asp?prodid=1216).
- [2] CREE, *CMF20120D-Silicon Carbide Power MOSFET datasheet*, 2012.
- [3] C. Coutel, F. Wurtz, J. Bignon and C. Chillet, "Constrained optimisation of a linear actuator: comparison of two methods to deal with implicit parameters in the analytical model," *Electric Machines and Drives*, pp. 625-627, Mai 1999.
- [4] G. Dadanema, «Modèle Analytique des Pertes d'un Mosfet SiC de Puissance,» chez *Conférence JCCE*, 2015.
- [5] C. Gammeter, F. Krismer et J. Kolar, «Weight Optimization of a Cooling System Composed of Fan and Extruded-Fin Heat Sink,»

*Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 51, n° 11, pp. 509-520, Janvier/Février 2015.

- [6] Sanyo Denki, «Ventilateur 9GA0412P6G001,» [En ligne]. Available: <http://www.sanyodenki.eu/-DC-Fan-GA-Type-.html>. [Accès le 09 12 2015].
- [7] MultiComp, «Ventilateur de chez MultiComp MC19660,» 2009. [En ligne]. Available: <http://www.newark.com/pdfs/datasheets/spc/70K8543.pdf>. [Accès le 27 Mars 2016].
- [8] A. DeNardo, N. Femia, G. Petrone et G. Spagnuolo, «Optimal Design of Input Filters for DC-DC Switching Regulator Using Ceramic and Electrolytic Capacitors,» *15th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, ICECS*, pp. 950-953, 2008.
- [9] Magnetics, «Magnetics - Ferrite Core Documents,» 2013. [En ligne]. Available: <http://www.mag-inc.com/design/technical-documents/ferrite-core-documents>. [Accès le 26 Janvier 2016].
- [10] Y. Y. Maillet, «High-Density Discrete Passive EMI Filter Design for Dc-Fed Motor Drives,» Master Thesis, Blacksburg, 2008.
- [11] Magnetics, «Magnetics - Powder Core Documents,» 2015. [En ligne]. Available: <http://www.mag-inc.com/design/technical-documents/powder-core-documents>. [Accès le 26 Janvier 2016].
- [12] B. Touré, J.-L. Schanen, L. Gerbaud, T. Meynard, J. Roudet et R. Ruelland, «EMC Modeling of Drives for Aircraft Applications: Modeling Process, EMI Filter Optimization, and Technological Choice,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n° 13, pp. 1145-1156, 2013.
- [13] B.-B. Touré, Modélisation Haute Fréquence des variateurs de vitesse pour Aéronefs : Contribution au Dimensionnement et à l'Optimisation de Filtres CEM, Grenoble, 2012.
- [14] P. Enciu, F. Wurtz, L. Gerbaud et B. Delinchant, «Automatic differentiation for electromagnetic models used in optimization,» *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 28, n° 15, pp. 1313-1326, 2009.